

PCT/JP01/00116

12.01.01

日 本 国 特 許 庁

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

JP01/116

REC'D 02 MAR 2001

WIPO PCT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
いる事項と同一であることを証明する。
This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application:

2000年 1月12日

EU

出 願 番 号
Application Number:

特願2000-003284

出 願 人
Applicant(s):

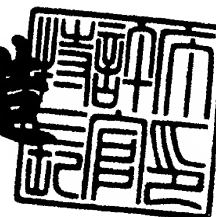
松下電器産業株式会社

PRIORITY
DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

2001年 2月16日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3007246

【書類名】 特許願

【整理番号】 2177010038

【提出日】 平成12年 1月12日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03B 5/02

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式
会社内

【氏名】 赤塚 輝元

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【氏名又は名称】 ~~松下電器産業株式会社~~

【代理人】

【識別番号】 100097445

【弁理士】

【氏名又は名称】 ~~岩橋 文雄~~

【選任した代理人】

【識別番号】 100103355

【弁理士】

【氏名又は名称】 坂口 智康

【選任した代理人】

【識別番号】 100109667

【弁理士】

【氏名又は名称】 ~~内藤 浩樹~~

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011305

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9809938

【書類名】 明細書

【発明の名称】 複数周波数帯用電圧制御発振器

【特許請求の範囲】

【請求項1】 発振トランジスタのベースとコレクタとの間にインダクタとキャパシタが並列接続された共振回路と、前記発振トランジスタの出力が接続されたバッファトランジスタと、このバッファトランジスタの出力が接続された第1の出力端子と、前記キャパシタを形成するバリキャップダイオードに制御電圧を印加する制御端子と、前記インダクタを形成する第1のインダクタと第2のインダクタの直列接続体のうち前記第2のインダクタの両端を開放・短絡するとともに半導体で形成された第1のスイッチ手段とを備え、前記バッファトランジスタの出力に接続された負電源生成回路と、この負電源生成回路の出力と正電源とを選択的に切替える第2のスイッチ手段と、外部から出力周波数切替え信号が入力されるモード切替え回路とを設け、少なくとも前記発振トランジスタと前記バッファトランジスタと前記負電圧生成回路と前記モード切替え回路とを1つのパッケージに集積するとともに、前記第2のスイッチ手段の出力で前記第1のスイッチ手段の開放・短絡を制御することにより、前記出力端子から低い周波数帯の発振出力と高い周波数帯の発振出力とが選択的に出力される複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項2】 発振トランジスタと共振回路とで形成される発振器は不平衡型発振器とした請求項1に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項3】 発振トランジスタと共振回路とで形成される発振器は平衡型発振器とした請求項1に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項4】 第1のスイッチ手段はダイオードで形成された請求項1に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項5】 第1のスイッチ手段はトランジスタで形成された請求項1に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項6】 第2のスイッチ手段に供給される正電源は集積されたパッケージの電源端子から供給される請求項1に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項7】 バッファトランジスタのコレクタと電源との間にはパターンで

形成された第3のインダクタと第4のインダクタが直列接続されるとともに、前記第4のインダクタの両端を第2のスイッチ手段の出力で開放・短絡する第3のスイッチ手段を設け、前記第3のインダクタの長さは高い方の出力周波数帯の略4分の1波長に設定するとともに、前記第3のインダクタと前記第4のインダクタの合成パターンの長さは低い方の出力周波数帯の略4分の1波長に設定した請求項1に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項8】 第2の発振トランジスタのベースとコレクタとの間に接続されたインダクタとキャパシタの並列接続体と、前記第2の発振トランジスタの出力が接続された第2のバッファトランジスタと、この第2のバッファトランジスタの出力が接続された第2の出力端子と、前記キャパシタを形成する第2のバリキャップダイオードに制御電圧を印加する制御端子と、前記インダクタを形成する第5のインダクタとを備え、外部からの切替え信号によりモード切替え回路で、第1の出力端子からの出力と前記第2の出力端子からの出力とを選択的に出力する請求項1に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項9】 第1の出力端子から周波数切替えにより出力される第1の周波数と第2の周波数との比は1.2以下にするとともに、前記第1の周波数と第2の出力端子から出力される第3の周波数との比は1.5以上とした請求項8に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項10】 第1の出力端子から出力されているときには、第2の発振トランジスタによる発振をオフとし、第2の出力端子から出力されているときには、請求項1に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器の発振トランジスタによる発振をオフとした請求項8に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項11】 第1の出力端子と第2の出力端子の出力の論理和出力を第3の出力端子に導出した請求項8に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項12】 論理和回路の出力にPLL回路を接続するとともに、このPLL回路も同一のパッケージ内に実装した請求項10に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項13】 バリキャップダイオードと直列或いは並列に第1のコンデンサを設け、この第1のコンデンサの両端に接続されたスイッチ手段の開放・短絡

でローバンドとハイバンドの周波数感度を略等しくした請求項 3 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項 1 4】 バイキャップダイオードと第 1 のコンデンサの接続体に第 2 のコンデンサが直列に接続された請求項 1 3 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項 1 5】 第 1 のインダクタを略同値インダクタ値に 2 分割すると共に、この 2 分割されたインダクタの間に第 2 のインダクタが接続された請求項 1 3 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項 1 6】 バリキャップダイオードと並列にコンデンサが接続された請求項 1 3 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項 1 7】 第 1 のインダクタと第 2 のインダクタはパターンで形成された請求項 1 3 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項 1 8】 第 1 のインダクタをトリミングしてハイバンドの出力周波数を調整した後、第 2 のインダクタをトリミングしてローバンドの出力周波数を調整する請求項 1 7 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項 1 9】 多層基板の内層にインダクタが形成されるとともに、このインダクタの上層或いは下層にグラウンドパターンが除去された請求項 1 8 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項 2 0】 多層基板の内層にインダクタが形成されるとともに、このインダクタの一部をビアホールで表面に導出し、前記インダクタの一部をトリミングすることにより周波数を調整する請求項 1 8 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項 2 1】 スイッチ手段は、第 1 のコンデンサと第 2 のインダクタの両端に夫々スイッチングダイオードを接続し、これらのスイッチングダイオードの両端に同一パッケージ内で生成された電圧を加えることにより、開閉短絡を制御する請求項 1 3 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【請求項 2 2】 第 1 のインダクタは 1 個のインダクタンス素子で形成された請求項 1 3 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、移動体通信装置に使用される複数周波数帯用電圧制御発振器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

近年移動体通信は、急激な普及が進んでおり当初割当てられた周波数帯だけではサービスが提供できなくなり、1.5～2GHz帯に新たな周波数のサービスが導入された。その結果、移動体通信端末においては、その両方の周波数帯域に対応できるものが要求されてきた。一方高周波半導体技術の進歩も著しく、このような背景の中で、移動体通信用発信器においては少なくとも3つのバンドで発振可能であって、かつ半導体集積回路化に適した電圧制御発振器が要望されていた。

【0003】

以下、従来の移動体通信装置に使用される複数周波数帯用電圧制御発振器について説明する。従来の複数周波数帯用電圧制御発振器は図7に示すように、略900MHzのローバンドの周波数と略1800MHzのハイバンドの周波数とが切替え可能な共振回路1と、この共振回路1に接続された発振回路2と、この発振回路2の出力に接続されたバッファ回路3と、このバッファ回路3の出力が接続された出力端子4とで構成されていた。共振回路1はバリキャップダイオード5とコンデンサ6の並列接続体7と、インダクタ8とインダクタ9の直列接続体10とが並列接続された並列接続体で形成されていた。

【0004】

ここで、バリキャップダイオード5には制御端子12から供給される制御電圧により、その静電容量が変化し、発振周波数を連続的に可変させていた。また制御端子12には、PLL回路の出力がローパスフィルタを介して接続されていた。

【0005】

また、周波数のバンド切替えはバンド切替え端子13からの入力に電源電圧V

c c 又はグランド電位を与えることにより、インダクタ 9 と並列に接続された電子スイッチ 1 4 をオン・オフさせて、インダクタ 9 の両端を開放・短絡することにより行っていた。

【0006】

すなわち、ハイバンドの周波数を発振させるときには、電子スイッチ 1 4 をオンしてインダクタ 9 の両端を短絡させて並列接続体 7 とインダクタ 8 との並列接続により略 1 8 0 0 M H z の周波数が出力されるようになっていた。また、ローバンドの周波数を発振させるときにはインダクタ 9 の両端を開放させて並列接続体 7 と直列接続体 1 0 との並列接続により略 9 0 0 M H z の周波数が出力されるようになっていた。また、この発振器は P L L 回路にループ接続されて移動体通信装置に用いられていた。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながらこのような従来の構成では、電子スイッチ 1 4 の切替えにおいてバンド切替え端子 1 3 に電源電圧 V c c 又はグランド電位を与えて切替えるわけであるが、特にグランド電位を与えたとき完全なゼロ電位を供給することが困難で、微少な正電位状態で動作することになる。結果として電子スイッチ 1 4 は完全にオフにならないため不安定な状態となり、そのため発振周波数や発振レベルの温度特性が不安定になるという問題があった。

【0008】

本発明は、このような問題点を解決するもので、スイッチ手段が確実にオン・オフする複数周波数帯用電圧制御発振器を提供することを目的としたものである。

【0009】

【課題を解決するための手段】

この目的を達成するために本発明の複数周波数帯用電圧制御発振器は、発振トランジスタからの発振周波数を出力するバッファトランジスタの出力に接続された負電源生成回路と、この負電源生成回路の出力と正電源とを選択的に切替える第 2 のスイッチ手段と、外部から出力周波数切替え信号が入力されるモード切替

え回路とを設け、少なくとも前記発振トランジスタと前記バッファトランジスタと前記負電圧生成回路と前記モード切替え回路とを1つのパッケージに集積するとともに、前記第2のスイッチ手段の出力で前記第1のスイッチ手段の開放・短絡を制御することにより、前記出力端子から低い周波数帯の発振出力と高い周波数帯の発振出力とが選択的に出力される構成としたものである。

【0010】

これにより、スイッチ手段を確実にオン・オフすることができる。

【0011】

【発明の実施の形態】

請求項1に記載の発明は、発振トランジスタのベースとコレクタとの間にインダクタとキャパシタが並列接続された共振回路と、前記発振トランジスタの出力が接続されたバッファトランジスタと、このバッファトランジスタの出力が接続された第1の出力端子と、前記キャパシタを形成するバリキャップダイオードに制御電圧を印加する制御端子と、前記インダクタを形成する第1のインダクタと第2のインダクタの直列接続体のうち前記第2のインダクタの両端を開放・短絡するとともに半導体で形成された第1のスイッチ手段とを備え、前記バッファトランジスタの出力に接続された負電源生成回路と、この負電源生成回路の出力と正電源とを選択的に切替える第2のスイッチ手段と、外部から出力周波数切替え信号が入力されるモード切替え回路とを設け、少なくとも前記発振トランジスタと前記バッファトランジスタと前記負電圧生成回路と前記モード切替え回路とを1つのパッケージに集積するとともに、前記第2のスイッチ手段の出力で前記第1のスイッチ手段の開放・短絡を制御することにより、前記出力端子から低い周波数帯の発振出力と高い周波数帯の発振出力とが選択的に出力される複数周波数帯用電圧制御発振器であり、発振器の出力で生成された負電源と外部から供給される正電源を用いて、半導体で形成されたスイッチ手段をオン・オフするので、半導体スイッチ手段の確実なオン・オフができる。したがって、スイッチ手段のオン・オフ不完全による発振周波数や発振レベルの温度特性が安定する。

【0012】

また、負電源はパッケージ内で生成されるので、負電源を外部から供給する必

要はない。

【 0 0 1 3 】

更に、負電源は同一パッケージ内で発振される発振器の発振周波数を用いるので、負電源用の発振器を別に設ける必要はない。

【 0 0 1 4 】

更にまた、モード切替え回路で第 2 のスイッチ手段を制御する正電源と負電源とを切替えるので、この信号の出力ピンは 1 つで良く、パッケージのピン数を削減することができる。

【 0 0 1 5 】

また、一つのパッケージに集積回路化されているので、他の回路、例えば低雑音増幅器（以下、LNA という）や混合器（以下、MIX という）などとともに集積回路化すれば小型化も図れる。

【 0 0 1 6 】

請求項 2 に記載の発明は、発振トランジスタと共振回路とで形成される発振器は不平衡型発振器とした請求項 1 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、発振器は不平衡型なので、パッケージ内の半導体部品点数が少なく、低消費電流化された高周波回路に適し、かつ小型化に適している。

【 0 0 1 7 】

請求項 3 に記載の発明は、発振トランジスタと共振回路とで形成される発振器は平衡型発振器とした請求項 1 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、発振器は平衡型なので、電源端子に流れる電流が常に一定となり、他の回路との発振信号の漏洩による干渉妨害を小さくすることができる。

【 0 0 1 8 】

請求項 4 に記載の発明は、第 1 のスイッチ手段はダイオードで形成された請求項 1 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、ダイオードで形成されているので、部品点数が少なくてすみ、小型化、低価格化が実現できる。

【 0 0 1 9 】

請求項 5 に記載の発明は、第 1 のスイッチ手段はトランジスタで形成された請求項 1 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、トランジスタで形成され

ているので、制御電流を少なくすることができる。

【 0 0 2 0 】

請求項 6 に記載の発明は、第 2 のスイッチ手段に供給される正電源は集積されたパッケージの電源端子から供給される請求項 1 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、正電源はパッケージの電源端子から供給されるので、パッケージに専用の端子を設ける必要がない。

【 0 0 2 1 】

請求項 7 に記載の発明は、バッファトランジスタのコレクタと電源との間にはパターンで形成された第 3 のインダクタと第 4 のインダクタが直列接続されるとともに、前記第 4 のインダクタの両端を第 2 のスイッチ手段の出力で開放・短絡する第 3 のスイッチ手段を設け、前記第 3 のインダクタの長さは高い方の出力周波数帯の略 4 分の 1 波長に設定するとともに、前記第 3 のインダクタと前記第 4 のインダクタの合成パターンの長さは低い方の出力周波数帯の略 4 分の 1 波長に設定した請求項 1 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、第 1 の出力端子から出力される高い方の周波数も低い方の周波数もバッファトランジスタの負荷を夫々の出力周波数の 4 分の 1 波長にすることにより、発振出力エネルギーを効率良く出力できる。

【 0 0 2 2 】

請求項 8 に記載の発明は、第 2 の発振トランジスタのベースとコレクタとの間に接続されたインダクタとキャパシタの並列接続体と、前記第 2 の発振トランジスタの出力が接続された第 2 のバッファトランジスタと、この第 2 のバッファトランジスタの出力が接続された第 2 の出力端子と、前記キャパシタを形成する第 2 のバリキャップダイオードに制御電圧を印加する制御端子と、前記インダクタを形成する第 5 のインダクタとを備え、外部からの切替え信号によりモード切替え回路で、第 1 の出力端子からの出力と前記第 2 の出力端子からの出力とを選択的に出力する請求項 1 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、モード切替え回路により、前記第 1 の出力端子から 2 つの周波数帯の周波数が出力され、前記第 2 の出力端子から 1 つの周波数帯の周波数が出力され、外部からの切替え信号により合計 3 帯域の周波数が選択的に出力させることができる。

【 0 0 2 3 】

請求項 9 に記載の発明は、第 1 の出力端子から周波数切替えにより出力される第 1 の周波数と第 2 の周波数との比は 1 . 2 以下にするとともに、前記第 1 の周波数と第 2 の出力端子から出力される第 3 の周波数との比は 1 . 5 以上とした請求項 8 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、第 1 の出力端子から出力される第 1 の周波数と第 2 の周波数が略等しいので、第 1 の発振回路を形成するバリキャップダイオードの周波数感度が略等しくなる。

【 0 0 2 4 】

請求項 1 0 に記載の発明は、第 1 の出力端子から出力されているときには、第 2 の発振トランジスタによる発振をオフとし、第 2 の出力端子から出力されているときには、請求項 1 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器の発振トランジスタによる発振をオフとした請求項 8 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、選択されている以外の発振トランジスタをオフにしているので、出力端子からは単一の周波数のみが出力され、異なる発振周波数同士が混ざり合うことはない。

【 0 0 2 5 】

請求項 1 1 に記載の発明は、第 1 の出力端子と第 2 の出力端子の出力の論理和出力を第 3 の出力端子に導出した請求項 8 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、パッケージの外部に論理和回路を設ける必要はなく、装置全体の小型化に寄与することができる。

【 0 0 2 6 】

請求項 1 2 に記載の発明は、論理和回路の出力に P L L 回路を接続するとともに、この P L L 回路も同一のパッケージ内に実装した請求項 1 0 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、P L L 回路も同一パッケージに実装しているので、小型化と低価格化を図ることができる。

【 0 0 2 7 】

請求項 1 3 に記載の発明は、バリキャップダイオードと直列或いは並列に第 1 のコンデンサを設け、この第 1 のコンデンサの両端に接続されたスイッチ手段の開放・短絡でローバンドとハイバンドの周波数感度を略等しくした請求項 3 に記

載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、バリキャップダイオードと直列或いは並列に接続されたコンデンサの両端を開放・短絡することにより、ローバンドとハイバンドの周波数感度を等しく設定することができる。従って、この発振器をPLL回路と接続した場合、PLL回路のローパスフィルタをローバンド用とハイバンド用の2種類用意することなく、安定した複数周波数帯用電圧制御発振器が実現できる。

【0028】

また、一つのパッケージに集積回路化されているので、他の回路、例えばLNAやMIXなどとともに集積回路化すれば小型化も図れる。

【0029】

請求項14に記載の発明は、バイキャップダイオードと第1のコンデンサの接続体に第2のコンデンサが直列に接続された請求項13に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、第2のコンデンサでローバンド時の周波数感度を適正に設定できるとともにスイッチ手段を開放・短絡することにより前記第1のコンデンサでハイバンドの周波数感度を前記ローバンドの周波数感度と等しくすることができる。

【0030】

請求項15に記載の発明は、第1のインダクタを略同じインダクタ値に2分割すると共に、この2分割されたインダクタの間に第2のインダクタが接続された請求項13に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、スイッチ手段が接続される第2のインダクタの両側に2分割された第1のインダクタが接続されるので、電源端子に対するスイッチ手段の影響が少なく、共振回路の平衡度も良い。

【0031】

請求項16に記載の発明は、バリキャップダイオードと並列にコンデンサが接続された請求項13に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、バリキャップダイオードによる周波数感度を適正化することができる。

【0032】

請求項17に記載の発明は、第1のインダクタと第2のインダクタはパターンで形成された請求項13に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、インダ

クタはパターンで形成されているので、たとえ振動してもインダクタの値が変わることはなく、移動体通信用として優れた性能を発揮することになる。

【0033】

請求項18に記載の発明は、第1のインダクタをトリミングしてハイバンドの出力周波数を調整した後、第2のインダクタをトリミングしてローバンドの出力周波数を調整する請求項17に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、トリミングによりハイバンドとローバンドの周波数を独立に調整することができる。また、インダクタはパターンで形成されているので、調整した後の周波数は安定している。

【0034】

請求項19に記載の発明は、多層基板の内層にインダクタが形成されるとともに、このインダクタの~~上層或は下層は~~グランドパターンが~~除去された~~請求項18に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、インダクタの近傍にグランドがないので、Qの高いインダクタを得ることができ、所望のC/N特性を容易に実現できる。

【0035】

請求項20に記載の発明は、多層基板の内層にインダクタが形成されるとともに、このインダクタの一部をビアホールで表面に導出し、前記インダクタの一部をトリミングすることにより周波数を調整する請求項18に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、電子部品の中では形状の大きい部品であるインダクタを基板内の内層に設けるので小型化が実現できる。また、調整に関しては調整用のインダクタが表面に導出されているので、周波数調整が容易にできる。

【0036】

請求項21に記載の発明のスイッチ手段は、第1のコンデンサと第2のインダクタの両端に夫々スイッチングダイオードを接続し、これらのスイッチングダイオードの両端に同一パッケージ内で生成された電圧を加えることにより、開放・短絡を制御する請求項13に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、簡単な回路で実現しているので、小型化と低価格化を図ることができる。

【0037】

請求項 2 2 に記載の発明は、第 1 のインダクタは 1 個のインダクタンス素子で形成された請求項 1 3 に記載の複数周波数帯用電圧制御発振器であり、第 1 のインダクタは 1 個となり、小型化と低価格化を図ることができる。

【 0 0 3 8 】

以下、本発明の実施の形態について図面に基づいて説明する。

【 0 0 3 9 】

(実施の形態 1)

図 1 は、本発明の実施の形態 1 における複数周波数帯用電圧制御発振器の回路図であり、不平衡発振器を用いて説明したものである。図 1 において、2 1 は発振トランジスタであり、バッファトランジスタ 2 2 とカスコード接続されている。2 3 はコンデンサであり、発振トランジスタ 2 1 のコレクタを高周波的に接地している。2 4 は発振トランジスタ 2 1 のベースとエミッタ間に挿入されたコンデンサ、2 5 はこのエミッタとグランドとの間（高周波的にはエミッタとコレクタ間）に接続されたコンデンサであり、2 6 はエミッタとグランド間に接続された抵抗である。結合コンデンサ 2 7 と共振回路（後述）2 8 が直列接続されて発振トランジスタ 2 1 のベースとグランド間（高周波的にはベースとコレクタ間）に接続されてコルピッツ型の発振回路を形成している。

【 0 0 4 0 】

共振回路 2 8 は、コンデンサ 2 9 とバリキャップダイオード 3 0 の直列接続体にコンデンサ 3 1 が並列接続され、更にパターンで形成されたインダクタ 3 2 と 3 3 の直列接続体が並列に接続されている。ここで、2 9 と 3 1 はバリキャップダイオード 3 0 の感度補正用であり、コンデンサ 2 9 は直流カット用のコンデンサでもある。バリキャップダイオード 3 0 はインダクタ 3 4 を介して制御端子 3 5 に接続されており、この制御端子 3 5 に加わる電圧を制御することにより、バリキャップダイオード 3 0 の静電容量が変化して、共振回路 2 8 の共振周波数が制御される。本実施の形態では制御端子 3 5 の電圧を略 0. 5 V ～ 2. 5 V 変化させることにより、8 0 ～ 1 0 0 M H z の変化幅の範囲内で制御することができる。3 6 は制御端子 3 5 とグランドとの間に接続されたバイパスコンデンサである。

【 0 0 4 1 】

インダクタ 3 3 の両端には、コンデンサ 3 7 とダイオード 3 8 の直列接続体が接続されて第 1 のスイッチ手段 3 8 a を形成している。3 7 は直流カット用のコンデンサである。ダイオード 3 8 のアノード側にはインダクタ 3 9 を介して第 2 のスイッチ手段 4 0 から正電圧又は負電圧が供給される。スイッチ手段 4 0 から正電圧が供給されるとダイオード 3 8 はオンとなり、インダクタ 3 3 は高周波的に短絡される。すなわち、共振回路 2 8 のインダクタンスはインダクタ 3 2 だけとなり、高い周波数（例えば 1 8 5 0 ～ 1 9 9 0 M H z ）で発振する。また、スイッチ手段 4 0 から負電圧が供給されるとダイオード 3 8 はオフとなり、インダクタ 3 3 の両端は高周波的に開放される。すなわち、共振回路 2 8 のインダクタンスはインダクタ 3 2 とインダクタ 3 3 の直列回路となり、低い周波数（1 7 1 0 ～ 1 8 8 0 M H z ）で発振する。なお、ここでスイッチ手段 3 8 a として、ダイオード 3 8 を用いたがこれは従来例で示したようにトランジスタを用いることもできる。トランジスタを用いれば制御電流を少なくすることができる。

【 0 0 4 2 】

バッファトランジスタ 2 2 のコレクタは、パターンで形成されるとともに直列に接続されたインダクタ 4 1 と 4 2 を介して正電源 4 3 （例えば 3 . 0 V ）に接続されている。4 4 は正電源 4 3 とグランドとの間に接続されたバイパスコンデンサである。インダクタ 4 2 の両端には、コンデンサ 4 5 とダイオード 4 6 とコンデンサ 7 0 とがこの順に直列接続されて第 3 のスイッチ手段が形成されている。ここで、インダクタ 4 1 は高い方の出力周波数の 4 分の 1 波長に設定し、インダクタ 4 1 とインダクタ 4 2 の合成パターンの長さは、低い方の出力周波数の 4 分の 1 波長に設定している。なお、コンデンサ 4 5 とコンデンサ 7 0 は直流カット用のコンデンサである。ダイオード 4 6 のアノード側は、パターンで形成されたインダクタ 7 1 を介して前記スイッチ手段 4 0 に接続されて正電圧又は負電圧が供給される。またダイオード 4 6 のカソード側はパターンで形成されたインダクタ 7 2 を介してグランドに接続されている。このインダクタ 7 1 と 7 2 は交流カット用である。このようにダイオード 4 6 にはグランド電位ではなしに負電圧が与えられるので、確実にオン・オフすることができる。

【0043】

すなわち、スイッチ手段40から正電圧が供給されるとダイオード46はオンとなり、インダクタ42の両端は短絡される。従って、このときはバッファトランジスタ22の負荷はインダクタ41のみとなり、高い方の出力周波数の発振エネルギーを効率良く出力できる。また、スイッチ手段40から負電源が供給されるとダイオード46はオフとなり、インダクタ42の両端は開放される。従って、このときはバッファトランジスタ22の負荷はインダクタ41とインダクタ42の直列接続となり、低い方の出力周波数の発振エネルギーを効率良く出力できる。なおここで、高い方の周波数と低い方の周波数の比が1.3程度以下ならば、バッファトランジスタ22のコレクタのインピーダンスを一定にしても略同様の性能を得ることができる。

【0044】

バッファトランジスタ22のコレクタは出力回路47を経てパッケージ48の端子49に接続されている。端子49はコンデンサ50を介して複数周波数帯用電圧制御発振器51の第1の出力端子52に接続されている。この第1の出力端子52からはDCS（1800MHz帯を使った欧州携帯電話方式）／PCS（米国方式の1900MHz帯携帯電話方式）用の周波数が出力される。すなわち、スイッチ手段40から正電源が出力されたときは、高い方の周波数であるPCSの1850～1900MHzの発振周波数が出力される。また、スイッチ手段40から負電源が出力されたときは、低い方の周波数であるDCSの1710～1880MHzの発信周波数が出力される。なお、48は半導体集積回路が実装されているパッケージであり、51は実施の形態1における複数周波数帯用電圧制御発振器である。

【0045】

53は正電源43と接続された端子であり、この端子53からはパッケージ48内の各回路に電源が供給されるとともにスイッチ手段40の一方の端子にも供給されている。また、端子53からはスイッチ54を介して抵抗55と56と57とがこの順に直列接続されてグラウンドに接続されている。抵抗55と56の接続点はバッファトランジスタ22のベースに接続されてバイアス電圧を与えてい

る。また、抵抗56と57の接続点は発振トランジスタ21のベースに接続されてバイアス電圧を与えている。58は、バッファトランジスタ22のベースとグランド間に接続されたコンデンサであり、バッファトランジスタ22をベース接地型で動作させている。なお、トランジスタ21、22は共にNPN型のトランジスタである。

【0046】

なお、本実施の形態1ではもう一つの周波数を発振させる発振回路を有している。この発振回路はGSM（欧州携帯電話方式）の880～960MHzを発振させるものであり、その出力は第2の出力端子52aから出力される。なお、各素子の接続や働きはDCS/PCSのものと同じものには添え字aを付して説明を簡略化する。

【0047】

ここで、発振周波数はインダクタ32aとコンデンサ31aとバリキャップダイオード30aの並列回路で決定される。このときも制御端子35に加える電圧により、バリキャップダイオード30aの静電容量が変化して共振周波数が制御される。また、インダクタ41aはパターンで形成されると共にGSMの出力周波数880～960MHzの略4分の1波長にして発振エネルギーを効率よく第2の出力端子52aに出力している。

【0048】

このDCS/PCSの出力とGSMの出力は論理和が取られて、パッケージ48の端子59に接続される。この端子59の信号はコンデンサ60を介して端子61に接続される。この端子61の信号はPLL回路の比較入力端子に接続される。なお、このPLL回路はパッケージ48内に形成しても良い。このことにより、複数周波数帯用電圧制御発振器の小型化が実現できる。

【0049】

出力増幅回路47でDCS/PCSの出力とGSMの出力は論理和が取られて、負電源生成回路67に入力されて負電源が生成される。この負電源はスイッチ手段40の他方の端子に入力される。そして、共通端子はパッケージ48の端子68を経てダイオード38と46に供給される。

【0050】

62と63は外部から発振周波数切替え信号が入力される端子であり、夫々パッケージ48の端子64と65に接続される。この信号はモード切替え回路66に入力され、スイッチ手段40とスイッチ54とスイッチ54aを制御する。すなわち、切替え信号がDCSを指定したときには、スイッチ54をオンにするとともにスイッチ54aをオフにして、DCS/PCS側のみを動作状態にし、更にスイッチ手段40を負電源側に選択してDCS側とし、ダイオード38とダイオード46をオフにしてインダクタ33とインダクタ42の両端を開放する。また、切替え信号がPCSを指定したときには、スイッチ54をオンにするとともにスイッチ54aをオフにして、DCS/PCS側のみを動作状態にし、スイッチ手段40を正電圧側に選択してPCS側とし、ダイオード38とダイオード46をオンにしてインダクタ33とインダクタ42の両端を短絡する。また、切替え信号がGSMを指定したときには、スイッチ54をオフにするとともにスイッチ54aをオンにして、GSM側のみを動作状態にする。

【0051】

このように、パッケージ48内で発振される発振周波数を用いて負電源を生成しているので、外部から負電圧を与える必要はない。また、この負電圧はスイッチ手段40で正電源と切替えることにより、パッケージ48の端子68は1つにもかかわらず、正負2種類の電源を出力することができる。また、正電源も端子53から得ているので専用の端子は必要ない。

【0052】

なお、本実施の形態においては、第1の出力端子52から周波数切替えにより出力される第1の周波数DCSと第2の周波数PCSとの比は略1.1としている。また、第1の周波数と第2の出力端子52aから出力される第3の周波数GSMとの比は略2.0としている。このように、第1の出力端子52から出力される第1の周波数と第2の周波数が略等しいので、第1の発振回路を形成するバリキャップダイオード30の周波数感度が略等しくなる。従って、実施の形態2で説明するように、周波数帯の違いによる周波数感度の切替えをする必要はない。なお図1において、50a、58a、23a、24a、25a、27a、29

a、36aはコンデンサ、72、55a、56a、57a、26a、34aはインダクタ、53は電源端子、21a、22aはトランジスタである。

【0053】

(実施の形態2)

次に、本発明の実施の形態2について図面を基に平衡型発振器の例を用いて説明する。図2は、本発明の複数周波数帯用電圧制御発振器の回路図であり、トランジスタで形成された平衡型増幅回路121の一方の端子Aと他方の端子Bとの間にインダクタとキャパシタで形成された共振回路122が接続され、この共振回路122を形成するインダクタ123の両端にスイッチ手段124が接続されている。また、前記一方の端子Aからは、トランジスタで形成されたバッファ回路125を介して出力端子126に接続され、他方の端子Bからは、トランジスタで形成されたバッファ回路127を介して出力端子128に接続されている。ここで、バッファ回路125とバッファ回路127とは同一の回路である。なお、これらのトランジスタはFETを用いても良い。

【0054】

平衡増幅回路121は、インダクタ123の中間点123aに設けられた電源Vccからインダクタ123の一方の半分とインダクタ142を介してトランジスタ135のコレクタに接続されている。また、インダクタ123の他方の半分とインダクタ143を介してトランジスタ134のコレクタに接続されている。また、このトランジスタ134と135のエミッタは接続されて、定電流源136を介してグランドに接続されている。トランジスタ134のベースはコンデンサ137を介してトランジスタ135のコレクタに接続されるとともに端子Aに接続されている。同様にトランジスタ135のベースはコンデンサ139を介してトランジスタ134のコレクタに接続されるとともに端子Bに接続されている。140はバイパスコンデンサであり電源Vccとグランドとの間に接続されている。

【0055】

共振回路122は、端子Aと端子Bとの間にインダクタンスとキャパシタンスを並列接続して形成されている。そしてそのインダクタンスは、パターンで形成

されたインダクタ142と、パターンで形成されたインダクタ123と、パターンで形成されたインダクタ143とがこの順序に接続されている。また、インダクタ142と143は同じインダクタンス値のものでありハイバンド例えば1800MHz帯の周波数を発振させるときに用いるものである。また、このインダクタ142、143と、インダクタ123とが直列に接続されてローバンド、例えば略900MHz帯の周波数の発振に用いられる。

【0056】

なお、実装面積を小さくする為にインダクタ142と143は一つのインダクタとして、どちらか一箇所にまとめることもできる。

【0057】

また、共振回路122のキャパシタタンスは、ローバンドの周波数感度を調整するコンデンサ147と、バリキャップダイオード148と、ハイバンドの周波数感度を調整するコンデンサ149と、直流カット用のコンデンサ144とがこの順に接続されている。また、バリキャップダイオード148の両端には、このバリキャップダイオード148の周波数感度を補正するコンデンサ150が接続されて、そのカソード側にはインダクタ151（抵抗でも可）を介して制御端子152に接続されている。なお、コンデンサ147は直流カットの働きもしている。

【0058】

ここで、制御端子152に制御電圧を加えると電流はインダクタ151、バリキャップダイオード148、抵抗153と流れてバリキャップダイオード148の両端に電圧が加わる。そこで、制御端子152に加える電圧を変化させるとバリキャップダイオード148に加わる電圧が変化し、バリキャップダイオード148の静電容量が変化する。

【0059】

124はスイッチ手段であり、インダクタ123の両端にコンデンサ154とダイオード155とコンデンサ138がこの順に直列に接続されている。この接続点であるコンデンサ154とダイオード155のカソード側から抵抗156を介してスイッチ回路161の共通端子に接続されるとともにコンデンサ158を

介してグラウンドに接続されている。また、コンデンサ138とダイオード155のアノード側からは、抵抗159を介してグラウンドに接続されている。

【0060】

コンデンサ149の両端には、コンデンサ162とダイオード163とコンデンサ119がこの順に直列接続されている。この接続点であるとともにダイオード163のアノード側から抵抗164を介して前記スイッチ回路161の共通端子に接続されている。また、コンデンサ119とダイオード163のカソード側には抵抗141を介してグラウンドに接続されている。ここで、コンデンサ158はバイパスコンデンサであり、コンデンサ154と138と162と119は直流カット用のコンデンサである。

【0061】

なお、ダイオード163に並列接続されたコンデンサ149は、本実施の形態ではバリキャップダイオード148と直列に接続しているが、これは、バリキャップダイオード148と並列に接続してもローバンドとハイバンドの周波数感度を略等しくすることができる。

【0062】

発振出力は、バッファ回路125、127を通った後、平衡・不平衡変換回路157を介して負電源生成回路160に接続されている。この負電源生成回路160の負電源出力スイッチ回路161の一方の端子に接続されるとともに他方の端子は正電源Vccに接続されている。ここで、トランジスタ134、135、定電流源136、バッファ回路125、126、157、負電源生成回路160、スイッチ回路161は同一のパッケージ内に集積化されている。

【0063】

従って、発振器の出力エネルギーの一部を用いて生成された負電源を外部から供給される正電源を用いて、半導体で形成されたスイッチ回路161をオン・オフするので、ダイオード155、163で形成されるスイッチ回路の確実なオン・オフができる。したがって、ダイオード155、163のオン・オフ不完全による発振周波数や発振レベルの温度特性が安定する。また、負電源はパッケージ内で生成されるので、負電源を外部から供給する必要はない。更に、負電源は同

一パッケージ内で発振される発振器の発振周波数を用いるので、負電源用の発振器を別に設ける必要はない。

【0064】

以上のように構成された複数周波数帯用電圧制御発振器において、スイッチ回路161を他方の端子である正電源側にすると、ダイオード155が開放（以下、オフという。）になるとともにダイオード163が短絡（以下、オンという。）になる。すなわち、このときの等価回路は図3に示すようになる。

【0065】

図3において、インダクタ142とインダクタ123とインダクタ143が直列接続された直列接続体165とし、コンデンサ150とバリキャップダイオード148が並列接続された並列接続体166と、この並列接続体166とコンデンサ147とが直列に接続された直列接続体167とすると、端子AB間のインピーダンスは直列接続体165と直列接続体167の並列接続となる。従って、このときの共振周波数は、インダクタンスである直列接続体165とキャパシタンスである直列接続体167の並列共振周波数になる。ここで、制御端子152に加える制御電圧を可変することにより、ローバンドの周波数を可変することができる。このローバンドは、本実施の形態では図5の180に示すように、周波数は略900MHzで制御電圧による周波数可変幅181は80MHzである。図5において、横軸は周波数であり縦軸は出力レベルである。

【0066】

また、図2において、スイッチ回路161を一方の端子である負電源側にすると、ダイオード155がオンになるとともにダイオード163がオフになる。すなわち、このときの等価回路は図4に示すようになる。

【0067】

図4において、インダクタ142とインダクタ143が直列接続された直列接続体169とし、コンデンサ150とバリキャップダイオード148が並列接続された並列接続体166と、この並列接続体166とコンデンサ147とコンデンサ149が直列に接続された直列接続体170とすると、端子AB間のインピーダンスは直列接続体169と直列接続体170の並列接続となる。従って、こ

のときの共振周波数は、インダクタンスである直列接続体 1 6 9 とキャパシタンスである直列接続体 1 7 0 の並列共振周波数になる。ここで、制御端子 1 5 2 に加える制御電圧を可変することにより、ハイバンドの周波数を可変することができる。このハイバンドは、本実施の形態では図 5 の 1 8 2 に示すように、周波数は略 1 8 0 0 M H z で制御電圧による周波数可変幅 1 8 3 は 1 7 0 M H z である。図 5 において、横軸は周波数であり縦軸は出力レベルである。

【 0 0 6 8 】

なお、ここでローバンドは G S M の 9 0 0 M H z としたが A M P S (米国方式の 8 0 0 M H z 帯形態電話方式) では 8 0 0 M H z 帯 (8 2 4 M H z ~ 8 9 4 M H z) となる。また、ハイバンドでは D C S の 1 8 0 0 M H z としたが P C S では 1 9 0 0 M H z 帯 (1 8 5 0 M H z ~ 1 9 9 0 M H z) となる。

【 0 0 6 9 】

図 6 は本発明の複数周波数帯用電圧制御発振器に用いた多層基板 1 7 1 の分解斜視図である。図 6 において、1 7 2 は多層基板 1 7 1 の 1 層目の表面であり電子部品が装着されている。1 7 3 は 2 層目でありグラウンドパターン 1 7 4 が一面に設けられている。1 7 5 は 3 層目でありパターンで形成されたインダクタ 1 7 6 が形成されている。1 7 7 は 4 層目でありグラウンドパターン 1 7 8 が一面に設けられている。

【 0 0 7 0 】

1 7 6 a はインダクタ 1 7 6 からピアホール (多層基板の内層におけるスルーホール) 1 7 9 で 1 層目に導出されたインダクタの一部である。このインダクタの一部 1 7 6 a は、確実に調整範囲をカバーできるようにインダクタ 1 7 6 の 1 0 分の 1 程度のインダクタとしている。このようにインダクタ 1 7 6 の一部を多層基板 1 7 1 の表面に導出することにより、インダクタンスの調整が容易となる。

【 0 0 7 1 】

ここで、インダクタ 1 7 6 の上層 1 7 3 のグラウンドパターン 1 7 4 は、インダクタ 1 7 6 の Q を大きくするために、その対応する部分にグラウンドパターンの不形成部 1 7 4 a を設けている。また、インダクタ 1 7 6 の下層 1 7 7 のグラウンド

パターン 1 7 8 にも同様の理由でインダクタ 1 7 6 の Q を大きくするために、その対応する部分にグランドパターンの不形成部 1 7 8 a を設けている。

【 0 0 7 2 】

このように、インダクタンスの大部分を多層基板 1 7 1 の内層に形成することにより、小型化を図ることができる。また、インダクタ 1 7 6 はパターンで形成されているので、例え振動してもインダクタンス値が変わることはなく移動体通信の複数周波数帯用電圧制御発振器としては優れた性能を発揮することになる。

【 0 0 7 3 】

なお、このインダクタ 1 7 6 とその 1 部 1 7 6 a は、図 2 のインダクタ 1 2 3 、 1 4 2 、 1 4 3 が適用できる。

【 0 0 7 4 】

以上説明したように、本実施の形態における複数周波数帯用電圧制御発振器は、発振出力を用いて負電源を生成し、この負電源をスイッチ回路 1 6 1 で切替えてダイオード 1 5 5 と 1 6 3 に与えるので、ダイオード 1 5 5 と 1 6 3 のオン・オフを確実に行うことができる。また、ローバンドの出力周波数の感度を調整するコンデンサ 1 4 7 と、ハイバンドの出力周波数の感度を調整するコンデンサ 1 4 9 とを夫々独立に有しているので、これらのコンデンサ 1 4 7 、 1 4 9 により、ハイバンドとローバンドにおける発振周波数の感度を夫々独立に設定できるとともに、ローバンドとハイバンドの周波数感度を等しくすることができる。

【 0 0 7 5 】

また、平衡型発振器としているので、電源端子 V c c に流れる電流が常に一定となり、他の回路との干渉妨害を小さくすることができ、これにより高周波化と多機能化によって、より複雑化が避けられない移動体通信装置の高周波発振器を従来並みの占有面積で実現できる効果がある。

【 0 0 7 6 】

また、インダクタ 1 4 2 とインダクタ 1 4 3 とは略同じインダクタンス値にすると共に、この間にインダクタ 1 2 3 が接続されている。従って、スイッチ手段 1 2 4 が接続されるインダクタ 1 2 3 の中間点 1 2 3 a に電源端子 V c c を設け

、その両側にインダクタ 1 4 2 とインダクタ 1 4 3 が接続されるので、スイッチ手段 1 2 4 の影響が少なくなるとともに、共振回路の平衡度も良い。

【 0 0 7 7 】

また、最初にインダクタ 1 2 3 をダイオード 1 5 5 で短絡してインダクタ 1 4 2 か或いはインダクタ 1 4 3 をトリミングすることによりハイバンドの周波数を独立に調整することができる。次にダイオード 1 5 5 を開放してインダクタ 1 2 3 をトリミングすることによりローバンドの周波数を独立に調整することができる。

【 0 0 7 8 】

また、バリキャップダイオード 1 4 8 と並列にコンデンサ 1 5 0 が接続されているので、バリキャップダイオード 1 4 8 の周波数感度を容易に補正することができる。

【 0 0 7 9 】

また、一つのパッケージに集積回路化されているので、他の回路、例えば L N A や M I X などとともに集積回路化すれば小型化も図れる。

【 0 0 8 0 】

【発明の効果】

以上のように本発明によれば、バッファトランジスタの出力に接続された負電源生成回路と、この負電源生成回路の出力と正電源とを選択的に切替える第 2 のスイッチ手段と、外部から出力周波数切替え信号が入力されるモード切替え回路とを設け、少なくとも前記発振トランジスタと前記バッファトランジスタと前記負電圧生成回路と前記モード切替え回路とを 1 つのパッケージに集積するとともに、前記第 2 のスイッチ手段の出力で前記第 1 のスイッチ手段の開放・短絡を制御することにより、前記出力端子から低い周波数帯の発振出力と高い周波数帯の発振出力とが選択的に出力される複数周波数帯用多重制御発振回路であり、発振器の出力で生成された負電源と外部から供給される正電源を用いて、半導体で形成されたスイッチ手段をオン・オフするので、スイッチ手段の確実なオン・オフができる。したがって、スイッチ手段のオン・オフ不完全による発振周波数や発振レベルの温度特性が安定する。

【 0 0 8 1 】

また、負電源はパッケージ内で生成されるので、負電源を外部から供給する必要はない。

【 0 0 8 2 】

更に、負電源は同一パッケージ内で発振される発振器の発振周波数を用いるので、負電源用の発振器を別に設ける必要はない。

【 0 0 8 3 】

更にまた、モード切替え回路で正電源と負電源とをパッケージ内で切替えているので、この信号の出力ピンは1つで良く、パッケージのピン数を削減することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の実施の形態 1 による複数周波数帯用電圧制御発振器の回路図

【図 2】

同、実施の形態 2 による複数周波数帯用電圧制御発振器の回路図

【図 3】

同、スイッチ手段のスイッチ開放時の共振回路の等価回路図

【図 4】

同、スイッチ手段のスイッチ短絡時の共振回路の等価回路図

【図 5】

同、周波数バンドの説明図

【図 6】

同、多層基板の分解斜視図

【図 7】

従来の移動体通信用発振器の回路図

【符号の説明】

2 1 発振トランジスタ

2 2 バッファトランジスタ

3 0 バリキャップダイオード

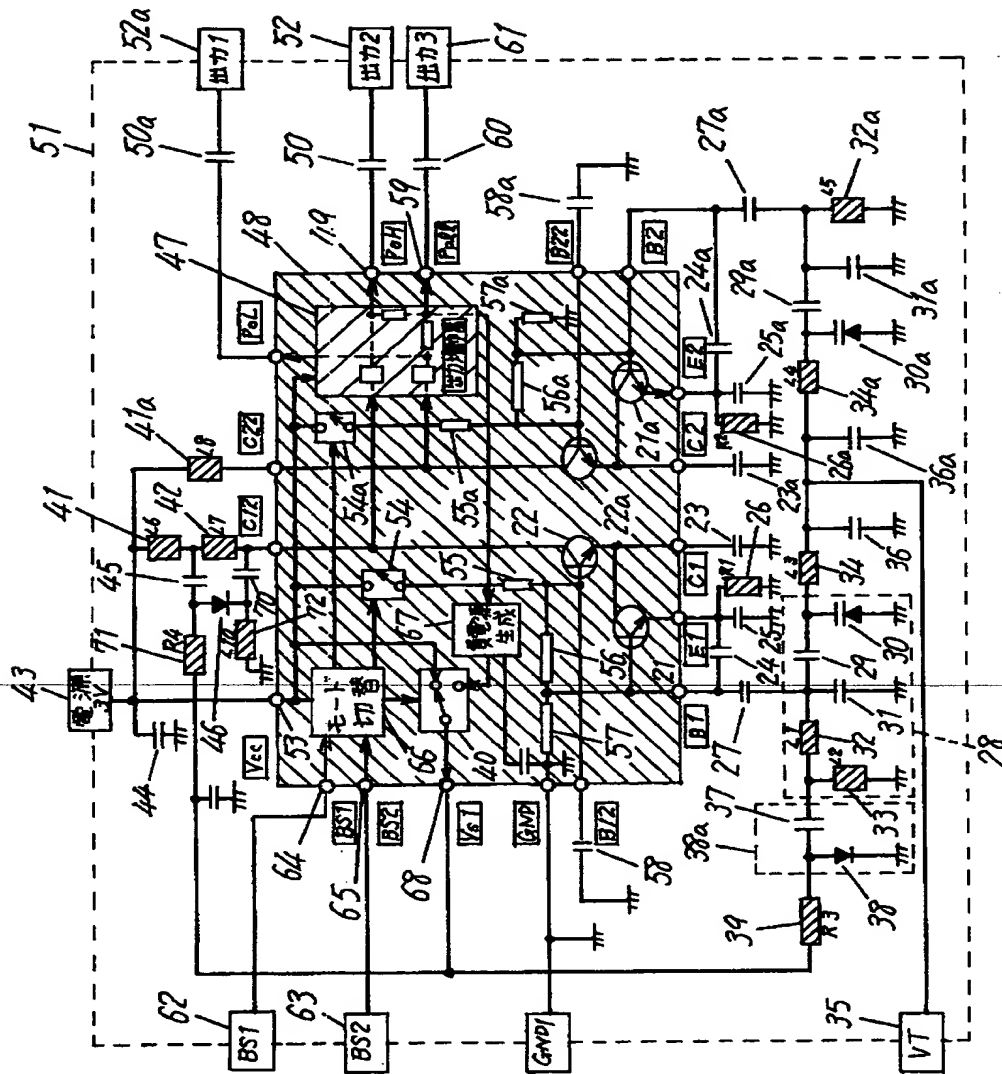
- 3 1 コンデンサ
- 3 2 インダクタ
- 3 3 インダクタ
- 3 5 制御端子
- 3 8 a スイッチ手段
- 4 0 スイッチ手段
- 4 8 パッケージ
- 5 1 複数周波数帯用電圧制御発振器
- 5 2 出力端子
- 6 6 モード切替え回路
- 6 7 負電源生成回路

【書類名】

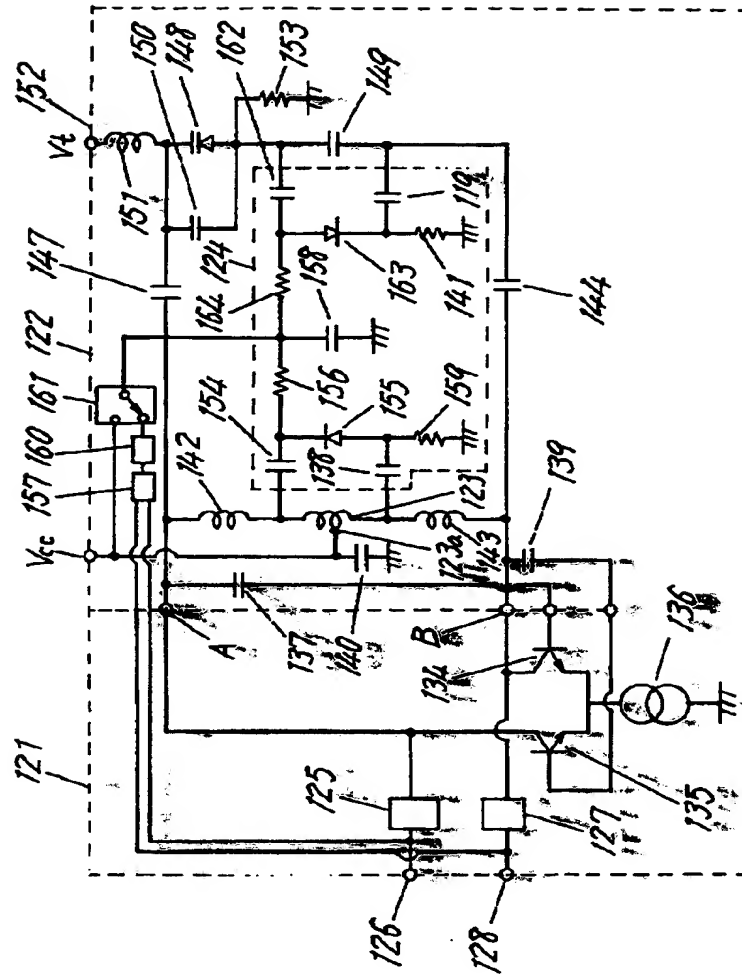
図面

【図1】

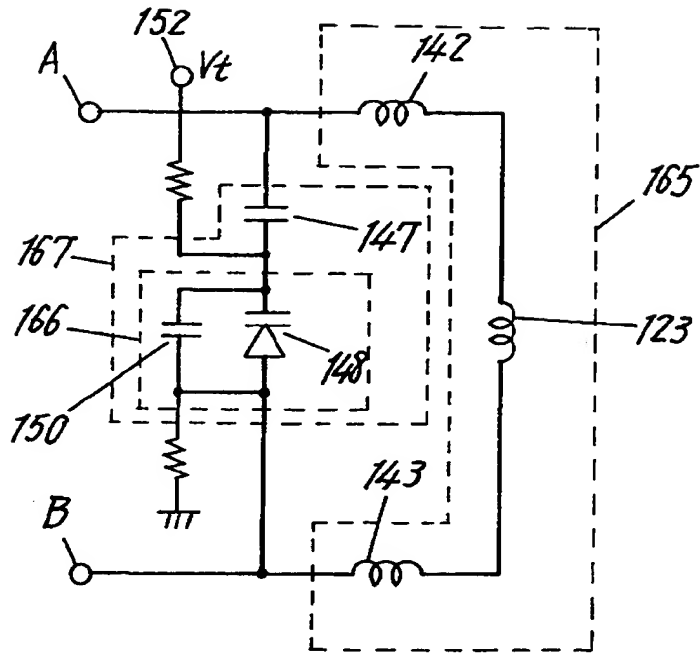
- 21 発振トランジスタ
 22 バッファトランジスタ
 30 バリキャップダイオード
 31 コンデンサ
 32,33 インダクタ
 35 制御端子
 36a,40 スイッチ手段
 48 パッケージ
 51 複数周波数帯用
 電圧制御発振器
 52 出力端子
 66 モード切替回路
 67 負電源生成回路



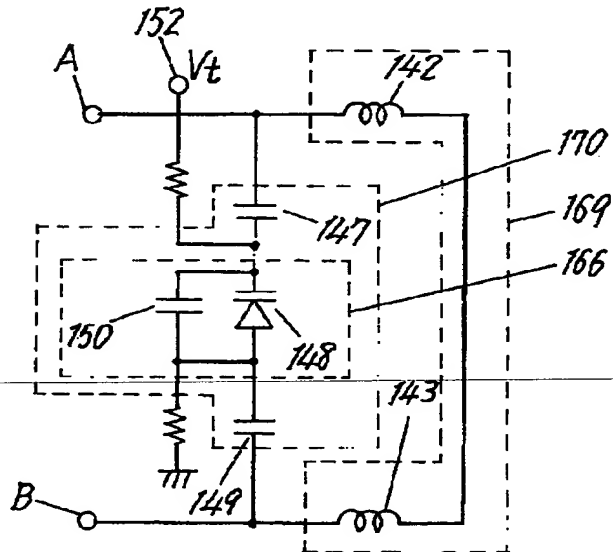
【図 2】



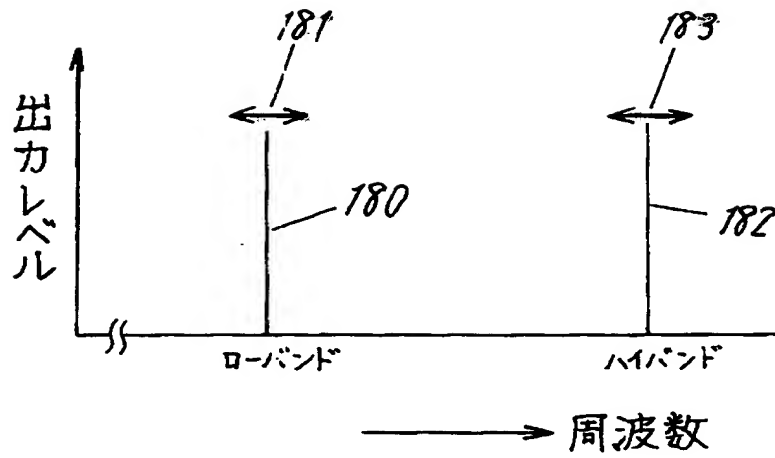
【図 3】



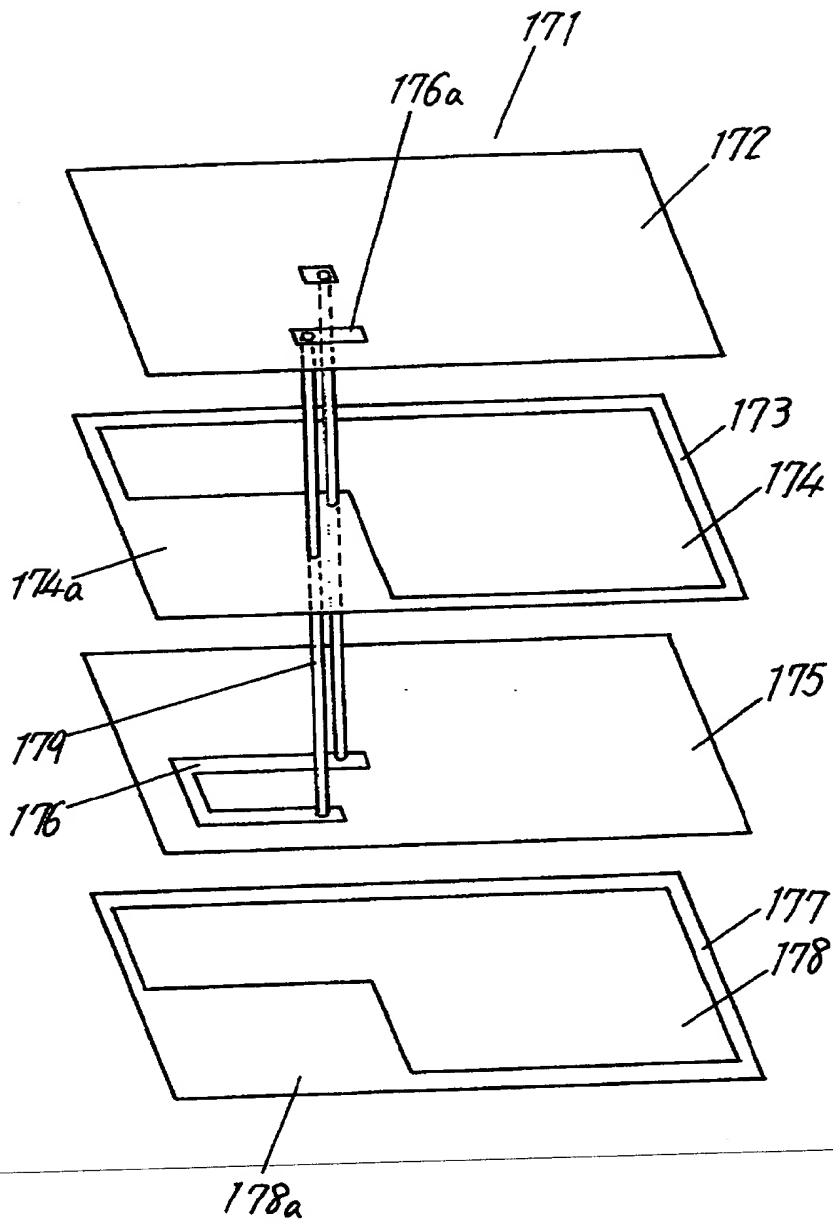
【図 4】



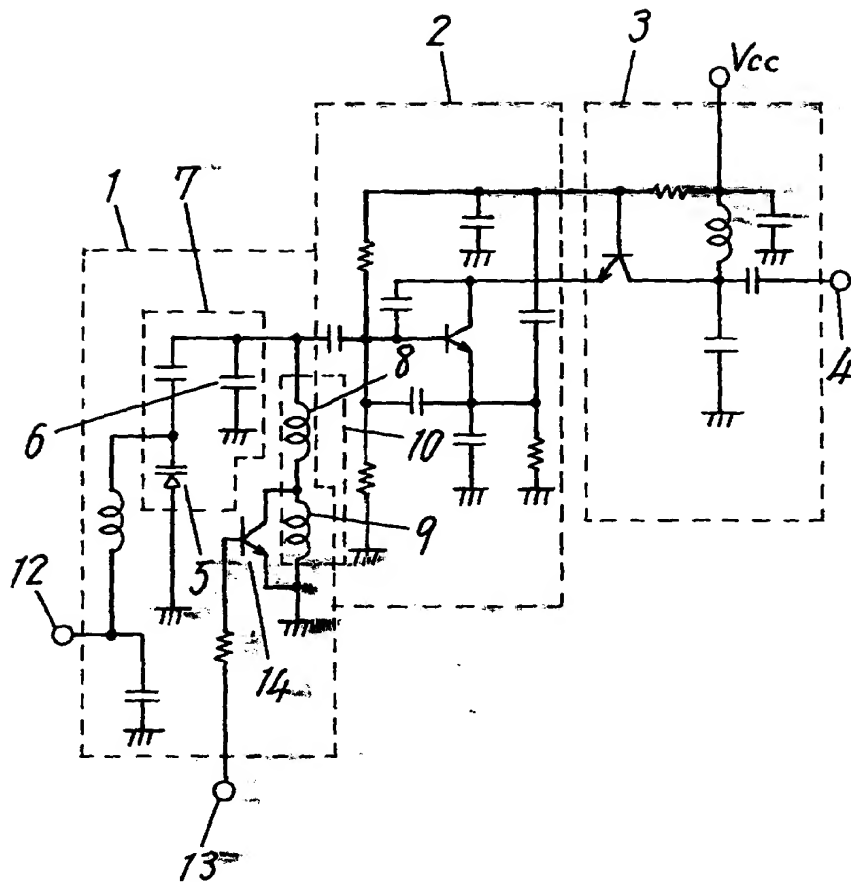
【図5】



【図6】



【図 7】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 スイッチ手段が確実にオン・オフする複数周波数帯用電圧制御発振器を得る。

【解決手段】 発振トランジスタ 2 1 からの発振周波数を出力するバッファトランジスタ 2 2 の出力に接続された負電源生成回路 6 7 と、この負電源生成回路 6 7 の出力と正電源とを選択的に切替えるスイッチ手段 4 0 と、外部から出力周波数切替え信号が入力されるモード切替え回路 6 6 とを設け、前記スイッチ手段 4 0 の出力で第 1 のスイッチ手段 3 8 a の開放・短絡を制御することにより、出力端子 4 9 から低い周波数帯の発振出力と高い周波数帯の発振出力とが選択的に出力される構成としたものである。

これにより、スイッチ手段を確実にオン・オフすることができる。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005821]

1. 変更年月日 1990年 8月28日

[変更理由] 新規登録

住 所 大阪府門真市大字門真1006番地

氏 名 松下電器産業株式会社